

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 整流電流を直列接続された 2 組の平滑コンデンサにより平滑して倍電圧直流入力電圧を出力する平滑手段と、

疎結合とされる所要の結合係数が得られるようにギャップが形成され、一次側出力を二次側に伝送するために設けられる絶縁コンバータトランスと、

上記倍電圧直流入力電圧をスイッチング素子により断続して上記絶縁コンバータトランスの一次巻線に出力するようにされたスイッチング手段と、

少なくとも、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線を含む漏洩インダクタンス成分と、一次側並列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成されて、上記スイッチング手段の動作を電圧共振形とする一次側共振回路と、

交流電源を整流し、整流電流を上記平滑手段に供給するとともに、上記一次側共振回路で得られるスイッチング出力電圧が、疎結合の磁気結合トランス及び該磁気結合トランスの二次巻線側の並列共振コンデンサを介して帰還され、この帰還されたスイッチング出力電圧に基づいて整流電流を断続することにより力率を改善する力率改善整流手段と、

上記絶縁コンバータトランスの二次巻線の漏洩インダクタンス成分と、二次側共振コンデンサのキャパシタンスとによって二次側において形成される二次側共振回路と、

上記二次側共振回路を含んで形成され、上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、

上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて、二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段と、

を備えたことを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項 2】 上記力率改善整流手段は、直列接続された 2 組の高速リカバリ型ダイオードによる第 1 の整流回路と、直列接続された 2 組の低速リカバリ型ダイオードによる第 2 の整流回路を備えるとともに、

上記 2 組の高速リカバリ型ダイオードの接続点に、上記磁気結合トランスの二次側が接続されることで上記スイッチング出力電圧が帰還され、上記 2 組の高速リカバリ型ダイオードのそれぞれが、帰還されたスイッチング出力電圧に基づいて整流電流を断続することにより力率を改善するように構成されていることを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 3】 上記力率改善整流手段は、直列接続された 2 組の高速リカバリ型ダイオードによる整流回路を備えるとともに、

上記 2 組の高速リカバリ型ダイオードの接続点に、上記磁気結合トランスの二次側が接続されることで上記スイ

ッチング出力電圧が帰還され、上記 2 組の高速リカバリ型ダイオードのそれぞれが、帰還されたスイッチング出力電圧に基づいて整流電流を断続することにより力率を改善するように構成されていることを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、力率改善機能を備えたスイッチング電源回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】先に本出願人は、一次側に共振形コンバータを備えた電源回路を各種提案している。また、共振形コンバータに対して力率改善を図るための力率改善回路を備えて構成した電源回路も各種提案している。

【0003】図 8～図 11 は、先に本出願人により出願された発明に基づいて構成されるスイッチング電源回路における力率改善回路の各種の例を示す回路図である。なお、図 9、図 10、図 11 は、力率改善回路の部分のみを示し、他の部分は図 8 と同様としている。図 8 はコンデンサ分圧方式の静電容量結合形の力率改善回路 20 a の回路例、図 9 はコンデンサ分圧方式の磁気結合形の力率改善回路 20 b の回路例、図 10 は三次巻線方式の磁気結合形の力率改善回路 20 c の回路例、図 11 は三次巻線方式のダイオード結合形の力率改善回路 20 d の回路例を、それぞれ示している。

【0004】まず図 8 によりスイッチング電源回路の全体の回路例を説明する。この電源回路は自励式による電圧共振形のスイッチングコンバータに対して力率改善のための力率改善回路 20 a が設けられた構成とされている。

【0005】この図に示す電源回路においては、商用交流電源 AC に対してラインフィルタトランス LFT とアクロスコンデンサ CL が設けられている。また商用交流電源 AC を全波整流するブリッジ整流回路 Di が備えられている。ブリッジ整流回路 Di により整流された整流出力は、力率改善回路 20 を介して平滑コンデンサ Ci に充電され、平滑コンデンサ Ci の両端には整流平滑電圧 Ei が得られることになる。

【0006】力率改善回路 20 a の構成については後述し、先ず電圧共振形コンバータの構成について説明する。ここでの電圧共振形コンバータは、1 石のスイッチング素子 Q1 を備えた自励式の構成を採っている。

【0007】スイッチング素子 Q1 のベースは、起動抵抗 RS 及びベース電流制限抵抗 RB を介して平滑コンデンサ Ci (整流平滑電圧 Ei) の正極側に接続されて、起動時のベース電流が整流平滑ラインから得られるようにしている。また、スイッチング素子 Q1 のベースと一次側アース間には駆動巻線 NB、共振コンデンサ CB、ベース電流制限抵抗 RB の直列接続回路よりなる自励発振駆動用の共振回路 (自励発振駆動回路) が接続される。

また、スイッチング素子Q1のベースと平滑コンデンサCiの負極(1次側アース)間に挿入されるクランプダイオードDDにより、スイッチング素子Q1のオフ時に流れるクランプ電流の経路を形成するようにされている。スイッチング素子Q1のコレクタは、一次巻線N1ー検出巻線NDの直列接続を介して平滑コンデンサCiの正極端子と接続される。エミッタは一次側アースに接地される。

【0008】また、上記スイッチング素子Q1のコレクタに対しては、並列共振コンデンサCrが接続されている。この並列共振コンデンサCrは、自身のキャパシタンスと、後述する絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1側のリーケージインダクタンスL1とにより電圧共振形コンバータの一次側並列共振回路を形成する。そして、スイッチング素子Q1のオフ時には、この並列共振回路の作用によって共振コンデンサCrの両端電圧は、実際には正弦波状のパルス波形となって電圧共振形の動作が得られるようになっている。

【0009】直交型制御トランスPRTは、検出巻線ND、駆動巻線NB、及び制御巻線NCが巻装された可飽和リアクトルである。この直交型トランスPRTは、スイッチング素子Q1を駆動すると共に、定電圧制御のために設けられる。この直交型制御トランスPRTの構造としては、4本の磁脚を有する2つのダブルコの字型コアの互いの磁脚の端部を接合するようにして立体型コアを形成する。そして、この立体型コアの所定の2本の磁脚に対して、同じ巻回方向に検出巻線ND、駆動巻線NBを巻装し、更に制御巻線NCを、上記検出巻線ND、駆動巻線NBに対して直交する方向に巻装して構成される。

【0010】この場合、直交型制御トランスPRT(周波数可変手段)の検出巻線NDは、後述する、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1と直列に接続されていることで、スイッチング素子Q1のスイッチング出力は、一次巻線N1を介して検出巻線NDに伝達される。直交型制御トランスPRTにおいては、検出巻線NDに得られたスイッチング出力がトランス結合を介して駆動巻線NBに励起されることで、駆動巻線NBにはドライブ電圧としての交番電圧が発生する。このドライブ電圧は、自励発振駆動回路を形成する直列共振回路(NB、CB)からベース電流制限抵抗RBを介して、ドライブ電流としてスイッチング素子Q1のベースに出力される。これにより、スイッチング素子Q1は、直列共振回路(NB、CB)の共振周波数により決定されるスイッチング周波数でスイッチング動作を行うことになる。

【0011】絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端は、スイッチング素子Q1のコレクタと接続され、他端側は平滑コンデンサCiの正極(整流平滑電圧Ei)と接続されている。

【0012】絶縁コンバータトランスPITの二次側では、一次巻線N1により誘起された交番電圧が二次巻線

N2に発生する。この場合、二次巻線N2に対しては、二次側並列共振コンデンサC2が並列に接続されることで、二次巻線N2のリーケージインダクタンスL2と二次側並列共振コンデンサC2のキャパシタンスとによって並列共振回路が形成される。この並列共振回路により、二次巻線N2に励起される交番電圧は共振電圧となる。つまり二次側において電圧共振動作が得られる。

【0013】即ち、この電源回路では、一次側にはスイッチング動作を電圧共振形とするための並列共振回路が備えられ、二次側にも、電圧共振動作を得るための並列共振回路が備えられる。なお、本明細書では、このように一次側及び二次側に対して共振回路が備えられて動作する構成のスイッチングコンバータについては、「複合共振形スイッチングコンバータ」ともいうことにする。

【0014】この場合、上記ようにして形成される二次側の並列共振回路に対しては、整流ダイオードD01及び平滑コンデンサC01を図のように接続することで、半波整流回路が設けられ、直流出力電圧E01を生成する。なお、直流出力電圧E01は制御回路1に対しても分岐して入力される。制御回路1においては、直流出力電圧E01を検出電圧として利用して、スイッチング素子Q1のスイッチングのための共振周波数を制御することで、定電圧制御を行う。

【0015】すなわち制御回路1では、二次側直流出力電圧レベル(E01)の変化に応じて、制御巻線NCに流す制御電流(直流電流)レベルを可変することで、直交型制御トランスPRTに巻装された駆動巻線NBのインダクタンスLBを可変制御する。これにより、駆動巻線NBのインダクタンスLBを含んで形成されるスイッチング素子Q1のための自励発振駆動回路内の直列共振回路の共振条件が変化する。これは、スイッチング素子Q1のスイッチング周波数を可変する動作となるが、この動作によって二次側直流出力電圧を安定化する作用を有する。

【0016】力率改善回路20aにおいては、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子と平滑コンデンサCiの正極端子間に対して、チョークコイルLsー高速リカバリ型ダイオードD1が直列接続されて挿入される。フィルタコンデンサCNはチョークコイルLsー高速リカバリ型ダイオードD1の直列接続回路に対して並列に設けられることで、チョークコイルLsと共にノーマルモードのローパスフィルタを形成している。

【0017】また、並列共振コンデンサC10は、高速リカバリ型ダイオードD1に対して並列に設けられる。ここでは詳しい説明は省略するが、例えば並列共振コンデンサC10は例えばチョークコイルLs等と共に直列共振回路を形成するようにされる。これにより、負荷が軽くなったときの整流平滑電圧Eiの上昇を抑制する作用を有するものである。また、力率改善回路20aに対しては、チョークコイルLsと、高速リカバリ型ダイオー

ドD1のアノードと、並列共振コンデンサC10との接続点に対して、上述した並列共振コンデンサC_rが接続されて、一次側並列共振回路に得られるスイッチング出力（電圧共振パルス電圧）が帰還されるようにしている。即ちこの図に示す力率改善回路20aの構成では、一次側並列共振回路に得られるスイッチング出力を並列共振コンデンサC_rの静電容量結合を介して、整流電流経路に帰還している。そして、上述したように一次側の電圧共振コンバータの一次側並列共振回路を形成する並列共振コンデンサC_rは、力率改善回路20aの高速リカバリ型ダイオードD1のアノードに接続されているため、並列共振コンデンサC_rと並列共振コンデンサC10が直列接続された状態となり、つまり並列共振コンデンサC_rの両端電圧としてあらわれる電圧共振パルス電圧が、並列共振コンデンサC_rと並列共振コンデンサC10の静電容量比によって分圧される。そして高速リカバリ型ダイオードD1と並列接続されている並列共振コンデンサC10を介して、平滑コンデンサC_iに電圧帰還される電圧帰還方式としての回路系が形成されている。

【0018】この回路構成により、例えば1次側電圧共振パルス電圧V_{cp}=600Vを一次側並列共振コンデンサC_r、C10で3:1程度に分圧して150Vの高周波の正弦波の電圧共振パルス電圧を電圧帰還している。交流入力電圧V_{AC}の正負のピーク近辺の時間では高速リカバリ型ダイオードD1は導通し、急峻なパルス充電電流が交流入力電源A_Cから平滑コンデンサC_iを充電する。交流入力電圧V_{AC}の正負のピーク近辺以外の時間では高速リカバリ型ダイオードD1は電圧帰還されているパルス電圧によってスイッチング動作を繰り返し、高速リカバリ型ダイオードD1のオフ時は並列共振コンデンサC_rとインダクタンスL_SとコンデンサC_Nによる並列共振電流が流れ、高速リカバリ型ダイオードD1のオン時には、交流入力電源A_CからインダクタンスL_Sを介して高周波の充電電流が平滑コンデンサC_iに流れる。この動作によって交流入力電流I_{AC}の導通角が拡大し力率改善が可能となる。

【0019】図9は、図8と同じくコンデンサ分圧方式であるが、磁気結合形の力率改善回路20bを示している。力率改善回路20bにおいては、ブリッジ整流回路D_iの正極出力端子と平滑コンデンサC_iの正極端子間に対して、高速リカバリ型ダイオードD1-チョークコイルL_sが直列接続されて挿入される。フィルタコンデンサC_Nは高速リカバリ型ダイオードD1-チョークコイルL_sの直列接続回路に対して並列に設けられることで、チョークコイルL_sと共にノーマルモードのローパスフィルタを形成している。

【0020】また、並列共振コンデンサC10は、チョークコイルL_sに対して並列に設けられ、チョークコイルL_sと共に並列共振回路を形成する。これにより、負荷が軽くなったときの整流平滑電圧E_iの上昇を抑制する

作用を有する。また、力率改善回路20bに対しては、高速リカバリ型ダイオードD1のカソードと、チョークコイルL_sと、並列共振コンデンサC10との接続点に対して、並列共振コンデンサC_rが接続されて、一次側並列共振回路に得られるスイッチング出力（電圧共振パルス電圧）が帰還されるようにしている。

【0021】即ちこの図に示す力率改善回路20bの構成では、一次側並列共振回路に得られるスイッチング出力を、チョークコイルL_s自体が有するとされる誘導性リアクタンス（磁気結合）を介して整流電流経路に帰還している。そして、図8の場合と同様に、並列共振コンデンサC_rと並列共振コンデンサC10が直列接続されることで、電圧共振パルス電圧が、並列共振コンデンサC_r、C10の静電容量比によって分圧されて電圧帰還される電圧帰還方式としての回路系が形成されている。

【0022】この場合、交流入力電圧V_{AC}の正負のピーク近辺の時間では高速リカバリ型ダイオードD1は導通し、急峻なパルス充電電流が交流入力電源A_Cから平滑コンデンサC_iを充電する。交流入力電圧V_{AC}が低くなると高速リカバリ型ダイオードD1はオフとなり、並列共振コンデンサC_r、C10によって分圧された1次側電圧共振パルス電圧はチョークコイルL_sと並列共振コンデンサC10の並列共振回路によって電圧共振が生じる。この電圧共振によって高速リカバリ型ダイオードD1のカソードの電位V₂には正弦波状のパルス電圧が重畳し、高速リカバリ型ダイオードD1のアノード電位V₁との電位差によって、高速リカバリ型ダイオードD1はスイッチング動作を繰り返す。そして高速リカバリ型ダイオードD1のオン時にコンデンサC_Nから平滑コンデンサC_iへの充電電流が流れる。この動作によって交流入力電流I_{AC}の導通角が拡大し、力率改善が図られる。

【0023】図10は三次巻線方式の磁気結合形の力率改善回路20cの回路例である。力率改善回路20cにおいては、ブリッジ整流回路D_iの正極出力端子と平滑コンデンサC_iの正極端子間に対して、高速リカバリ型ダイオードD1-チョークコイルL_Sが直列接続されて挿入される。フィルタコンデンサC_Nは高速リカバリ型ダイオードD1のアノード側と平滑コンデンサC_iの正極端子間に対して挿入されることで、チョークコイルL_sと共にノーマルモードのローパスフィルタを形成している。

【0024】また、力率改善回路20cに対しては、高速リカバリ型ダイオードD1のカソードとチョークコイルL_Sの接続点に対して、絶縁コンバータトランスPITの三次巻線N3が直列共振コンデンサC3を介して接続されているが、これにより、一次側並列共振回路に得られるスイッチング出力電圧（電圧共振パルス電圧）が帰還されるようにしている。即ち、絶縁コンバータトランスPITの1次巻線N1を巻き上げた三次巻線N3を形成して、負パルスの電圧共振パルス電圧を発生し、直

列共振コンデンサC3を介して磁気結合形の力率改善回路20cに電圧帰還する。

【0025】この方式では三次巻線N3に発生するパルス電圧は、直列共振コンデンサC3とチョークコイルLsの直列共振回路によって電圧共振が生じる。この電圧共振によって交流入力電圧VACが高い時に高速リカバリ型ダイオードD1はスイッチング動作し、高速リカバリ型ダイオードD1がオンの時にコンデンサCNから平滑コンデンサCiへの充電電流が流れ、交流入力電流IACの導通角が拡大して力率改善が図られる。交流入力電圧VACが低い時は電圧V1<V2であり、高速リカバリ型ダイオードD1はオフ状態となって、平滑コンデンサCiへの充電電流は流れない。

【0026】図11は三次巻線方式のダイオード結合形の力率改善回路20dの回路例である。力率改善回路20dにおいては、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子と平滑コンデンサCiの正極端子間に対して、チョークコイルLS-ショットキーダイオードD1sが直列接続されて挿入される。フィルタコンデンサCNはチョークコイルLS-ショットキーダイオードD1sの直列接続に対して並列に挿入されることで、チョークコイルLsと共にノーマルモードのローパスフィルタを形成している。

【0027】また、力率改善回路20dに対しては、ショットキーダイオードD1sのアノードとチョークコイルLSの接続点に対して、絶縁コンバータトランスPI-Tの三次巻線N3が直列共振コンデンサC3を介して接続されているが、これにより、一次側並列共振回路に得られるスイッチング出力電圧（電圧共振パルス電圧）が帰還されるようにしている。

【0028】この場合、交流入力電圧VACの絶対値がピーク値付近でショットキーダイオードD1sが導通し、交流入力電源ACから平滑コンデンサCiへの充電電流I1がチョークコイルLs、ショットキーダイオードD1sを介して流れるが、同時に3次巻線N3の電圧共振パルス電圧は直列共振コンデンサC3とショットキーダイオードD1sの直列回路に帰還され、ショットキーダイオードD1sをスイッチング動作することによって交流入力電流IACの導通角が拡大して力率改善機能が実現する。交流入力電圧VACの絶対値が低くなるとショットキーダイオードD1sは非導通となり3次巻線N3の電圧共振パルス電圧は直列共振コンデンサC3とチョークコイルLsとフィルタコンデンサCNの直列回路で直列共振回路を構成する。

【0029】以上のように4つの回路例を示したが、これらの中でAC/DC電力変換効率($\eta_{AC/DC}$)が最も高いのは図11の構成であり、この場合のAC/DC電力変換効率($\eta_{AC/DC}$)及び力率PFの特性を図12、図13に示す。図12は負荷電力Po=200W~400W時の、力率PFとAC/DC電力変換効率

($\eta_{AC/DC}$)の変化特性であり、図13は交流入力電圧VAC=80V~260V時の力率PFとAC/DC電力変換効率($\eta_{AC/DC}$)の変化特性である。

【0030】これらの図からわかるように、力率PFは0.7以上を維持でき、また90%以上のAC/DC電力変換効率($\eta_{AC/DC}$)を広範囲で実現できる。

【0031】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、以上のような先行技術としての力率改善回路20a~20dを備えたスイッチング電源回路には次のような問題があった。

【0032】まず、最大負荷電力の状態において力率改善回路20への電圧帰還量を増加して力率を0.8以上に向上させようとする、一次側電圧共振コンバータの安定動作条件である零電圧スイッチング動作しない領域が拡大するために、力率を0.8以上に向上させることが不可能であった。

【0033】例えば上記図11の回路例の場合の各部の動作波形を図14に示すが、交流入力電圧VACの正負のピーク値付近では、インダクタンスLsとショットキーダイオードD1sからの電流と、3次巻線N3と直列共振コンデンサC3の直列共振電流が重畳して流れるため、平滑コンデンサCiへの電流I1として過大な充電電流が流れていた。即ち電流ID1、ILS、IC3、I1は図14(d)(f)(h)(i)に示すような動作波形となる。このため、3次巻線N3の巻線数を増加して電圧帰還量を増やし、力率PFを向上させようとする、一次側電圧共振コンバータのスイッチング素子Q1の安定動作条件である零電圧スイッチングの動作範囲が狭くなり、交流入力電圧VACや付加電力Poの変動に対して不安定な動作モードとなる。従って力率を0.8以上に向上させることができないとされていた。

【0034】力率改善回路20a、20b、20cの場合も、並列共振コンデンサCr、C10の分圧比や3次巻線の巻数を変えることで、電圧帰還量を増やして力率を向上させようとする、交流入力電圧VACの正負のピーク値付近で高速リカバリ型ダイオードD1に過大な電流が流れ、同様に零電圧スイッチングの動作範囲が狭くなり、従って力率を0.8以上に向上させることができなかった。

【0035】また、力率改善前と、力率を0.8程度に向上させた場合のAC/DC電力変換効率を比較すると、例えば上記図11の例の場合は、力率改善前より0.3%程度向上しているが、高価な大容量ショットキーダイオードD1sが必要となる。なお最大負荷電力が200W以上、交流入力電圧VACが100V系の場合、ブリッジ整流ダイオードによる全波整流方式によればAC/DC電力変換効率は92%程度が限界となっていた。

【0036】また、最大負荷電力が200W以上、交流

入力電圧 V_{AC} が 100V 系の場合、ブリッジ整流ダイオードによる全波整流方式によれば、高速リカバリ型ダイオード D1（又はショットキーダイオード D1s）とスイッチング素子（トランジスタ）Q1 に流れる電流が大きいので、半導体の損失が大きく、発熱が大きいものとなる。このため高速リカバリ型ダイオード D1（又はショットキーダイオード D1s）及びスイッチング素子 Q1 としてのトランジスタには放熱板が必要となる。また直流出力電圧 E_i の商用電源周期のリップル電圧は力率改善前と比較してほぼ同等であるため、直流入力電圧平滑用の平滑コンデンサ C_i 、或いは直流出力電圧平滑用の平滑コンデンサ C_{O1} の静電容量の低下は不可能であり、小型化ができない。これらのことから、コストダウンや小型化に不利である。

【0037】

【課題を解決するための手段】そこで本発明は上記課題を考慮してスイッチング電源回路として次のように構成する。即ち、整流電流を直列接続された 2 組の平滑コンデンサにより平滑して倍電圧直流入力電圧を出力する平滑手段と、疎結合とされる所要の結合係数が得られるようにギャップが形成され、一次側出力を二次側に伝送するために設けられる絶縁コンバータトランスと、上記倍電圧直流入力電圧をスイッチング素子により断続して上記絶縁コンバータトランスの一次巻線に出力するようにされたスイッチング手段と、少なくとも上記絶縁コンバータトランスの一次巻線を含む漏洩インダクタンス成分と一次側並列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成されて上記スイッチング手段の動作を電圧共振形とする一次側共振回路と、交流電源を整流し、整流電流を上記平滑手段に供給するとともに、上記一次側共振回路で得られるスイッチング出力電圧が、疎結合の磁気結合トランス及び該磁気結合トランスの二次巻線側の並列共振コンデンサを介して帰還され、この帰還されたスイッチング出力電圧に基づいて整流電流を断続することにより力率を改善する力率改善整流手段と、上記絶縁コンバータトランスの二次巻線の漏洩インダクタンス成分と二次側共振コンデンサのキャパシタンスとによって二次側において形成される二次側共振回路と、上記二次側共振回路を含んで形成され、上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて、二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段と、を備えてスイッチング電源回路を構成する。

【0038】ここで上記力率改善整流手段は、直列接続された 2 組の高速リカバリ型ダイオードによる第 1 の整流回路と、直列接続された 2 組の低速リカバリ型ダイオードによる第 2 の整流回路を備えるとともに、上記 2 組の高速リカバリ型ダイオードの接続点に、上記磁気結合

トランスの二次側が接続されることで上記スイッチング出力電圧が帰還され、上記 2 組の高速リカバリ型ダイオードのそれぞれが、帰還されたスイッチング出力電圧に基づいて整流電流を断続することにより力率を改善するように構成する。

【0039】又は上記力率改善整流手段は、直列接続された 2 組の高速リカバリ型ダイオードによる整流回路を備えるとともに、上記 2 組の高速リカバリ型ダイオードの接続点に、上記磁気結合トランスの二次側が接続されることで上記スイッチング出力電圧が帰還され、上記 2 組の高速リカバリ型ダイオードのそれぞれが、帰還されたスイッチング出力電圧に基づいて整流電流を断続することにより力率を改善するように構成する。

【0040】上記構成によれば、スイッチング周波数制御方式複合共振形コンバータといわれる電源回路において、一次側電圧共振コンバータに発生する電圧共振パルス電圧が磁気結合トランスと並列共振コンデンサを介して力率改善整流手段に磁気結合形で電圧帰還されることで、力率を例えば 0.9 程度に向上させ、同時に AC/DC 変換効率の向上と直流出力電圧のリップル成分の低下を実現できる。特に第 1 の整流回路と第 2 の整流回路により、平滑手段への充電電流が分流されることで、力率を向上させても零電圧スイッチングの動作範囲が狭くなることはない。

【0041】

【発明の実施の形態】図 1 は、本発明の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成を示す回路図である。この図に示す電源回路の一次側には、電圧共振形のスイッチングコンバータ（電圧共振型コンバータ）が設けられる。そして、この電圧共振型コンバータに対して力率改善機能を備えた整流回路、即ち力率改善整流回路 10 が備えられるものである。また本例は、負荷電力 $P_o = 200W$ 以上、交流入力電圧 $V_{AC} = 100V$ 系の場合に好適な回路となる。

【0042】この図に示す電源回路においては、商用交流電源 AC に対してラインフィルタトランス LFT が設けられる。交流入力電流 I_{AC} は力率改善整流回路 10 によって整流され、直列接続された 2 組の平滑コンデンサ C_{i1} 、 C_{i2} によって平滑されることで、倍電圧整流方式により全波整流方式の 2 倍の整流平滑電圧 E_i を得るようにされている。

【0043】力率改善整流回路 10 の構成については後述し、先ず電圧共振形コンバータの構成について説明する。ここでの電圧共振形コンバータは、1 石のスイッチング素子 Q1 を備えた自励式の構成を採っている。この場合、スイッチング素子 Q1 には、高耐圧のバイポーラトランジスタ（BJT；接合型トランジスタ）が採用されている。例えば耐圧は 1500V 程度のものとされる。

【0044】スイッチング素子 Q1 のベースは、起動抵

抗RS及びベース電流制限抵抗RBを介して平滑コンデンサC_{i2}の正極側に接続されて、起動時のベース電流が得られるようにしている。また、スイッチング素子Q₁のベースと一次側アース間には駆動巻線NB、共振コンデンサCB、ベース電流制限抵抗RBの直列接続回路よりなる自励発振駆動用の共振回路（自励発振駆動回路）が接続される。また、スイッチング素子Q₁のベースと平滑コンデンサC_{i2}の負極（一次側アース）間に挿入されるクランプダイオードDDにより、スイッチング素子Q₁のオフ時に流れるクランプ電流の経路を形成するようにされている。スイッチング素子Q₁のコレクタは、一次巻線N₁—検出巻線ND—一次巻線N_pの直列接続を介して平滑コンデンサC_{i1}の正極端子と接続される。エミッタは一次側アースに接地される。

【0045】また、スイッチング素子Q₁のコレクタ・エミッタ間に対しては、並列共振コンデンサC_rが接続されている。この並列共振コンデンサC_rは、自身のキャパシタンスと、後述する絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N₁側のリーケージインダクタンスL₁とにより電圧共振形コンバータの一次側並列共振回路を形成する。そしてスイッチング素子Q₁のオフ時には、この並列共振回路の作用によって共振コンデンサC_rの両端電圧は、実際には正弦波状のパルス波形となって電圧共振形の動作が得られるようになっている。

【0046】この図に示す直交型制御トランスPRTは、検出巻線ND、駆動巻線NB、及び制御巻線NCが巻装された可飽和リアクトルである。この直交型トランスPRTは、スイッチング素子Q₁を駆動すると共に、定電圧制御のために設けられる。この直交型制御トランスPRTの構造としては、4本の磁脚を有する2つのダブルコの字型コアの互いの磁脚の端部を接合するようにして立体型コアを形成する。そして、この立体型コアの所定の2本の磁脚に対して、同じ巻回方向に検出巻線ND、駆動巻線NBを巻装し、更に制御巻線NCを、上記検出巻線ND、駆動巻線NBに対して直交する方向に巻装して構成される。

【0047】この場合、直交型制御トランスPRT（周波数可変手段）の検出巻線NDは、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N₁と直列に接続されていることで、スイッチング素子Q₁のスイッチング出力は、一次巻線N₁を介して検出巻線NDに伝達される。直交型制御トランスPRTにおいては、検出巻線NDに得られたスイッチング出力がトランス結合を介して駆動巻線NBに励起されることで、駆動巻線NBにはドライブ電圧としての交番電圧が発生する。このドライブ電圧は、自励発振駆動回路を形成する直列共振回路（NB、CB）からベース電流制限抵抗RBを介して、ドライブ電流としてスイッチング素子Q₁のベースに出力される。これにより、スイッチング素子Q₁は、直列共振回路（NB、CB）の共振周波数により決定されるスイッチング周波数

でスイッチング動作を行うことになる。

【0048】本実施の形態の絶縁コンバータトランスPITは、図2に示すように、例えばフェライト材によるE型コアCR₁、CR₂を互いの磁脚が対向するように組み合わせたEE型コアが備えられ、このEE型コアの中央磁脚に対して、分割ボビンBを利用して一次巻線N₁と、二次巻線N₂をそれぞれ分割した状態で巻装している。そして、中央磁脚に対しては図のようにギャップGを形成するようにしている。これによって、所要の結合係数による疎結合が得られるようにしている。ギャップGは、E型コアCR₁、CR₂の中央磁脚を、2本の外磁脚よりも短く形成することで形成することが出来る。また、結合係数kとしては、例えばk≒0.85という疎結合の状態を得るようにしており、その分、飽和状態が得られにくいようにしている。

【0049】上記絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N₁の一端は、スイッチング素子Q₁のコレクタと接続され、他端側は検出巻線NDと磁気結合トランスMCTの一次巻線N_pの直列接続を介して平滑コンデンサC_{i1}の正極（整流平滑電圧E_i）と接続されている。

【0050】絶縁コンバータトランスPITの二次側では、一次巻線N₁により誘起された交番電圧が二次巻線N₂に発生する。この場合、二次巻線N₂に対しては、二次側並列共振コンデンサC₂が並列に接続されることで、二次巻線N₂のリーケージインダクタンスL₂と二次側並列共振コンデンサC₂のキャパシタンスとによって並列共振回路が形成される。この並列共振回路により、二次巻線N₂に励起される交番電圧は共振電圧となる。つまり二次側において電圧共振動作が得られる。

【0051】即ち、この電源回路では、一次側にはスイッチング動作を電圧共振形とするための並列共振回路が備えられ、二次側にも、電圧共振動作を得るための並列共振回路が備えられる。つまり本明細書でいう、複合共振形スイッチングコンバータとして構成される。

【0052】この場合、上記のようにして形成される二次側の並列共振回路に対しては、整流ダイオードD₀₁及び平滑コンデンサC₀₁を図のように接続することで、半波整流回路が設けられ、直流出力電圧E₀₁を生成する。なお、直流出力電圧E₀₁は制御回路1に対しても分岐して入力される。制御回路1においては、直流出力電圧E₀₁を検出電圧として利用してスイッチング素子Q₁のスイッチングのための共振周波数を制御することで、定電圧制御を行う。つまり制御回路1は、例えば二次側の直流出力電圧E₀₁のレベルに応じてそのレベルが可変される直流電流を、制御電流としてドライブトランスPRTの制御巻線NCに供給することにより、後述のように定電圧制御を行う。

【0053】ところで、絶縁コンバータトランスPITにおいては、一次巻線N₁、二次巻線N₂の極性（巻方向）と整流ダイオードD₀（D₀₁）の接続との関係によ

って、一次巻線N1のインダクタンスL1と二次巻線N2のインダクタンスL2との相互インダクタンスMについて、+Mとなる場合と-Mとなる場合とがある。例えば、図3(a)に示す接続形態を採る場合に相互インダクタンスは+M(加極性:フォワード方式)となり、図3(b)に示す接続形態を採る場合に相互インダクタンスは-M(減極性:フライバック方式)となる。これを、図1に示す電源回路の二次側の動作に対応させてみると、例えば二次巻線N2に得られる交番電圧が正極性のときに整流ダイオードD01に整流電流が流れる動作は、+Mの動作モード(フォワード方式)とみることができる。

【0054】制御回路1では、二次側直流出力電圧レベル(E01)の変化に応じて、制御巻線NCに流す制御電流(直流電流)レベルを可変することで、直交型制御トランスPRTに巻装された駆動巻線NBのインダクタンスLBを可変制御する。これにより、駆動巻線NBのインダクタンスLBを含んで形成されるスイッチング素子Q1のための自励共振駆動回路内の直列共振回路の共振条件が変化する。これは、スイッチング素子Q1のスイッチング周波数を可変する動作となるが、この動作によって二次側直流出力電圧を安定化する作用を有する。

【0055】そしてこの図に示す回路においては、スイッチング周波数を可変するのにあたり、スイッチング素子Q1がオフとなる期間は一定としたうえで、オンとなる期間を可変制御するようにしている。つまり、この電源回路では、定電圧制御動作として、スイッチング周波数を可変制御するように動作することで、スイッチング出力に対する共振インピーダンス制御を行い、これと同時に、スイッチング周期におけるスイッチング素子の導通角制御(PWM制御)も行っているものと見ることが出来る。そして、この複合的な制御動作を1組の制御回路系によって実現している。ここで、スイッチング周波数制御としては、例えば軽負荷の傾向になるなどして二次側出力電圧が上昇したときに、スイッチング周波数を高くすることで、二次側出力を抑制するように制御が行われるものとされる。

【0056】続いて、力率改善整流回路10の構成について説明する。この力率改善整流回路10は、交流入力電流IACの整流作用を有するとともにその力率改善作用を有するものとされる。具体的には、磁気結合形電圧帰還方式力率改善電源を倍電圧整流方式で構成する。

【0057】力率改善整流回路10においては、交流ライン間にノーマルモードノイズ抑圧用コンデンサCNとしてフィルムコンデンサが配される。また一次巻線Npと二次巻線Nsが疎結合とされた磁気結合トランスMCTが設けられる。そして交流ラインから磁気結合トランスMCTの二次巻線NsのインダクタンスLsを介して2組の高速リカバリ型ダイオードD1A、D1Bが接続される。高速リカバリ型ダイオードD1A、D1Bは直列接続さ

れ、平滑コンデンサCi1の正極端子と一次側アース間に配される。上記磁気結合トランスMCTの二次巻線Ns(インダクタンスLs)は高速リカバリ型ダイオードD1A、D1Bの接続点に接続される。また磁気結合トランスMCTの二次巻線Nsに対しては、並列に並列共振コンデンサC10が接続される。並列共振コンデンサC10とインダクタンスLsにより並列共振回路が構成される。また磁気結合トランスMCTの一次巻線Np側(インダクタンスLp)は、一端は、検出巻線NDを介して絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1に接続され、他端は、平滑コンデンサCi1の正極に接続されている。

【0058】また交流ラインには低速リカバリ型ダイオードDi1、Di2の直列回路が配される。低速リカバリ型ダイオードDi1、Di2の直列回路は、平滑コンデンサCi1の正極端子と一次側アース間に配される。

【0059】このような力率改善整流回路10において、まず整流機能を説明する。この力率改善整流回路10においては、高速リカバリ型ダイオードD1A、D1Bが第1の整流回路として機能し、また、低速リカバリ型ダイオードDi1、Di2が第2の整流回路として機能する。

【0060】即ち交流入力電圧VACの正の期間では、交流電源AC→ラインフィルタトランスLFT→インダクタンスLs→高速リカバリ型ダイオードD1B→平滑コンデンサCi1→・・・の系で、第1の整流回路による整流電流が流れて平滑コンデンサCi1へ充電され、また同時に、交流電源AC→ラインフィルタトランスLFT→低速リカバリ型ダイオードDi1→平滑コンデンサCi1→・・・の系で、第2の整流回路による整流電流が流れて平滑コンデンサCi1へ充電される。また交流入力電圧VACの負の期間では、交流電源AC→ラインフィルタトランスLFT→平滑コンデンサCi2→一次側アース→高速リカバリ型ダイオードD1A→・・・の系で、第1の整流回路による整流電流が流れて平滑コンデンサCi2へ充電され、また同時に、交流電源AC→ラインフィルタトランスLFT→平滑コンデンサCi2→一次側アース→低速リカバリ型ダイオードDi2→・・・の系で、第2の整流回路による整流電流が流れて平滑コンデンサCi2へ充電される。

【0061】つまり、第1、第2の整流回路により、整流電流は2系統に分流して平滑コンデンサCi1、Ci2に供給されることになる。そして平滑コンデンサCi1、Ci2が直列接続され、平滑コンデンサCi1の正極端子側から整流平滑電圧Eiが取り出されることで、倍電圧整流方式となる。

【0062】力率改善整流回路10による力率改善機能は次のようになる。上述のように2組の高速リカバリ型ダイオードD1A、D1Bに対しては、磁気結合トランスMCTの二次巻線Ns側が接続され、また二次巻線Nsに

は並列に並列共振コンデンサC10が接続されている。また、磁気結合トランスMCTの一次巻線N_p側の一端は検出巻線NDを介して絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N₁が接続され、一次側並列共振回路に得られるスイッチング出力（電圧共振パルス電圧）が帰還されるようにしている。この場合、磁気結合トランスMCTの一次巻線N_pに得られる電圧共振パルス電圧による一次電流によって、一次巻線N_pからの磁気結合によって二次巻線N_sに誘起電圧が発生する。つまり、一次側並列共振回路に得られるスイッチング出力が磁気結合トランスMCTを介した磁気結合形で、インダクタンスL_sの誘導性リアクタンスにより整流電流経路に電圧帰還される。

【0063】このようにして帰還されたスイッチング出力により、整流電流経路にはスイッチング周期の交番電圧が重畳されることになるが、このスイッチング周期の交番電圧の重畳分によって、高速リカバリ型ダイオードD1A（又はD1B）では整流電流をスイッチング周期で断続する動作が得られることになり、この断続作用により見掛け上のインダクタンスL_sも上昇することになる。これにより、整流出力電圧レベルが平滑コンデンサC_{i1}（又はC_{i2}）の両端電圧よりも低いとされる期間にも平滑コンデンサC_{i1}（又はC_{i2}）への充電電流が流れるようにされる。

【0064】この結果、交流入力電流の平均的な波形が交流入力電圧の波形に近づくようにされて交流入力電流の導通角が拡大される結果、力率改善が図られることになる。本例の場合は、交流入力電圧VACの正の期間では、高速リカバリ型ダイオードD1Bのスイッチングにより整流電流が断続され、交流入力電流の導通角が拡大される結果、力率改善が図られ、また交流入力電圧VACの負の期間では、高速リカバリ型ダイオードD1Aのスイッチングにより整流電流が断続され、交流入力電流の導通角が拡大される結果、力率改善が図られる。

【0065】特に、インダクタンスL_sと並列共振コンデンサC10の静電容量により並列共振回路が形成されているが、その共振周波数を、一次巻線N_pに流れる複合共振コンバータの一次電流の動作周波数にほぼ等しい周波数とすることで、二次巻線N_sの電圧帰還量は増加し、力率を向上させることができる。そして一次巻線N_pと二次巻線N_sの巻数比を小さくして、並列共振コンデンサC10の静電容量値によって並列共振周波数を選定すれば、力率を例えば0.9以上に向上させ、また直流出力電圧E₀₁のリップル電圧が増加しないようにできる。

【0066】また、上述した第1、第2の整流回路の作用により、平滑コンデンサC_{i1}、C_{i2}への充電電流は分流されることになる。これは、交流入力電圧VACの正負のピーク値付近においてインダクタンスL_sと高速リカバリ型ダイオードD1B又はD1Aに過大な充電電流が

流れることを防止するものとなる。これにより交流入力電圧VACのピーク値付近で零電圧スイッチング動作が制約されることを防止できる。即ち電圧帰還量を増加させても、交流入力電圧VACや負荷電力P_oの変動に対して全領域で零電圧スイッチングの安定条件を満足する。このため電圧帰還量を増加させ、力率を例えば0.8以上に向上させることが問題ないものとなる。

【0067】図4、図5、図6に図1のスイッチング電源回路による実験結果及び動作波形を示す。実験では、並列共振コンデンサC_r=2200pF、並列共振コンデンサC10=0.18μF、一次巻線N₁=90T、インダクタンスL_s=15μH、インダクタンスL_p=33μHとした。また高速リカバリ型ダイオードD1A、D1B及び低速リカバリ型ダイオードD_{i1}、D_{i2}は、それぞれ5A/400Vのものを使用した。

【0068】図4は交流入力電圧VAC=100V時における、負荷電力P_o=200W〜40Wの変動に対する、力率PFとAC/DC電力変換効率(η_{AC/DC})の変化特性であり、図5は交流入力電圧VAC=80V〜140V時の力率PFとAC/DC電力変換効率(η_{AC/DC})の変化特性である。

【0069】これらの図5、図6からわかるように、力率PFは0.9以上に向上させることができ、また同時にAC/DC電力変換効率(η_{AC/DC})も向上させることができる。上述のように本例は負荷電力P_o=200W以上、交流入力電圧VACが100V系の場合に適用され、整流平滑電圧E_iは交流入力電圧VACを倍圧整流方式によって全波整流方式の2倍の電圧を得るようにし、スイッチング素子Q₁の耐圧は1500V品を用いている。このため絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N₁に流れる一次電流は先行技術例の1/2に低減するため、AC/DC電力変換効率(η_{AC/DC})は94%程度に向上させることができ、さらにスイッチング素子Q₁に対する放熱板も不要となる。例えばAC/DC電力変換効率(η_{AC/DC})は、先行技術例よりも2.0%向上し、93.5%となる。またこれによって入力電力は先行技術例に比して約4.7W低減する。もちろん、力率PFやAC/DC電力変換効率(η_{AC/DC})は負荷電力P_oや交流入力電圧VACの変動に対して広範囲に維持できる。また交流入力電圧VACと負荷電力P_oの変動に対して全領域で零電圧スイッチング動作の安定動作条件が満足される。

【0070】また図6(a)〜(f)は、負荷電力P_o=200W、交流入力電圧VAC=100V、50Hz時の各部の動作波形を示している。図6(c)(d)に第2の整流回路に流れる電流I₂と、第1の整流回路に流れる電流I₁を示している。交流入力電圧VACのピーク値付近では、例えば10Apの電流が流れ、電流I₂としては8Apの高周波電流が流れるが、低速リカバリ型ダイオードD_{i1}、D_{i2}のスイッチング期間は短いた

めに、低速リカバリ型ダイオード D_{i1} 、 D_{i2} は発熱しない。また、図 6 (d) の電流 I_1 からわかるように、高速リカバリ型ダイオード D_{1A} 、 D_{1B} のスイッチング動作により力率改善が図られる。

【0071】また直流出力電圧 E_o のリップル電圧は 60 mV に低減する。このため平滑コンデンサ C_{i1} 、 C_{i2} 、 C_{O1} の静電容量の低減が可能となる。例えば先行技術の場合は、平滑コンデンサ $C_i = 1000 \mu F$ 、 $C_{O1} = 220 \mu F$ としていたが、本例の平滑コンデンサ C_{i1} (C_{i2}) 及び平滑コンデンサ C_{O1} は、それぞれ静電容量の小さい小型、軽量のものを採用できる。

【0072】図 7 に本発明の他の実施の形態の回路を示す。この図 7 に示す電源回路も、図 1 の電源回路と同様に、複合共振形コンバータとして、一次側に電圧共振形コンバータを備え、二次側に並列共振回路を備えた構成を採っている。そしてこの図 7 のスイッチング電源回路の力率改善整流回路 10 は、図 1 の力率改善整流回路の構成から低速リカバリ型ダイオード D_{i1} 、 D_{i2} を削除したものとなっている。また一次側のスイッチングコンバータとしては他励発振形とした例としている。また平滑コンデンサ C_{i1} 、 C_{i2} が直直接続されるとともに、力率改善整流回路 10 によって倍電圧整流方式がとられることは図 1 と同様である。

【0073】この例では、一次側に 1 石の MOS-FET をスイッチング素子 Q_{10} として採用した他励式の電圧共振形コンバータが備えられる。スイッチング素子 Q_{10} は、発振回路 2 とドライブ回路 3 によりスイッチング駆動される。発振回路 2 では、制御回路 1 の制御に基づいて所要の周波数の発振信号を発生させてドライブ回路 3 に対して出力する。ドライブ回路 3 では、この発振信号に基づいて、スイッチング素子 Q_{10} を駆動するためのドライブ電圧を生成して、スイッチング素子 Q_{10} に対して出力する。制御回路 1 は二次側の直流出力電圧 E_{O1} に基づいて発振回路 2 の発振周波数を制御する。これによりスイッチング素子 Q_{10} で他励式のスイッチング動作がおこなわれるとともに、直流出力電圧の安定化作用もなされる。なお、ダンパダイオード DD 、並列共振コンデンサ C_r の機能は図 1 の例と同様である。

【0074】絶縁コンバータトランス PIT の二次側としては、二次側直列共振コンデンサ C_2 、整流ダイオード D_{O1} 、 D_{O2} 、及び平滑コンデンサ C_{O1} を図のように接続して成る整流回路系を備えるものである。つまり、二次側直列共振コンデンサ C_2 と二次巻線 N_2 から成る二次側直列共振回路を含む倍電圧半波整流回路を形成しているものである。

【0075】力率改善整流回路 10 においては、図 1 の低速リカバリ型ダイオード D_{i1} 、 D_{i2} 、つまり上述した第 2 の整流回路としての部位が形成されないことを除いては、図 1 と同様である。従って、第 1 の整流回路を形成する高速リカバリ型ダイオード D_{1A} 、 D_{1B} によ

て整流が行われるとともに、上述したように力率改善作用が実現される。この図 7 の回路の場合は、第 2 の整流回路が存在しないことから、交流入力電圧 V_{AC} のピーク値近辺であっても、平滑コンデンサ C_i への充電電流が分流されないため、図 1 の例のように力率を向上させることについては零電圧スイッチング動作の安定を鑑みると不適当である。ところが、力率が 0.8 以下でよい場合には、 AC/DC 変換効率の向上やリップル電圧の低減などから、実用的な回路として利用できるものとなる。

【0076】以上、実施の形態について説明してきたが、本発明はさらに多様な変形例が考えられる。例えば本出願人は、複合共振形スイッチングコンバータとして、二次側直列共振回路を利用した全波整流回路、2 倍電圧整流回路、4 倍電圧整流回路などを備えた構成も既に提案しているが、このような構成も本実施の形態の変形例として成立し得る。つまり、本実施の形態としては二次側の共振回路及び整流回路の構成として特に限定されるものではない。

【0077】また、一次側の電圧共振形コンバータとして、1 石のスイッチング素子を備えたいわゆるシングルエンド方式の構成を述べたが、2 石のスイッチング素子を交互にスイッチングさせるいわゆるプッシュプル方式にも本発明が適用できるものである。

【0078】

【発明の効果】以上の説明からわかるように本発明では、力率改善回路に対する電圧帰還量を増加させて力率を 0.90 以上に向上させても、一次側電圧共振コンバータの零電圧スイッチング動作領域は確保されるため、力率の向上が実現できる。

【0079】また AC/DC の電力変換効率が向上され、入力電力の低減による省エネルギーが図られる。また整流平滑電圧及び直流出力電圧の商用電源周期のリップル電圧を低下させることができ、各平滑コンデンサ（電解コンデンサ）の静電容量の低下が可能であり、各平滑コンデンサの小型が可能となる。またダイオードやトランジスタなどの半導体の発熱が低下し、従って各半導体は電流容量の小さいものを選定できることや放熱板が不要となることなどの利点が得られ、これらによっても回路の小型化やコストダウンが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施の形態のスイッチング電源回路の回路図である。

【図 2】本実施の形態の電源回路に採用される絶縁コンバータトランスの構造を示す側断面図である。

【図 3】相互インダクタンスが $+M/-M$ の場合の各動作を示す説明図である。

【図 4】実施の形態のスイッチング電源回路の力率と AC/DC 変換効率の特性の説明図である。

【図 5】実施の形態のスイッチング電源回路の力率と AC/DC 変換効率の特性の説明図である。

【図6】実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

【図 7】本発明の他の実施の形態のスイッチング電源回路の回路図である。

【図 8】先行技術としての電源回路の構成を示す回路図である。

【図 9】 先行技術としての電源回路の構成を示す回路図である。

【図10】先行技術としての電源回路の構成を示す回路図である。

【図 11】 先行技術としての電源回路の構成を示す回路図である。

【図 12】 先行技術のスイッチング電源回路の力率と A

C/D C変換効率の特性の説明図である。

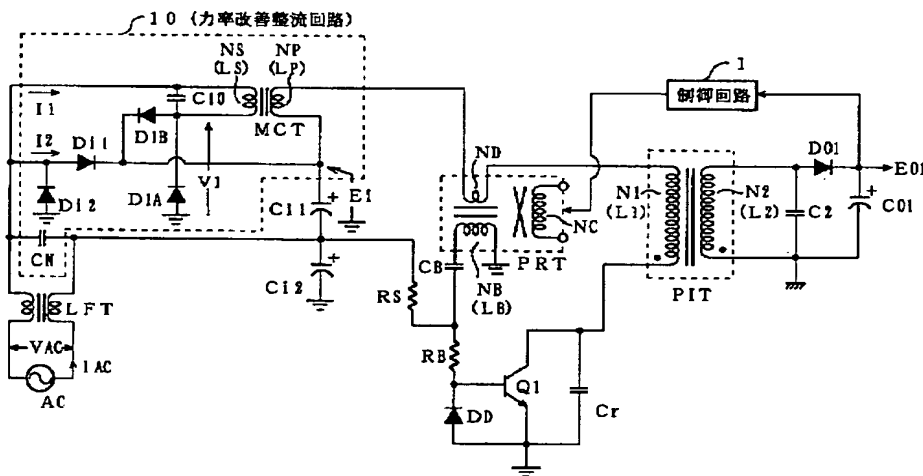
【図 13】先行技術のスイッチング電源回路の力率と AC/DC 変換効率の特性の説明図である。

【図 14】先行技術のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

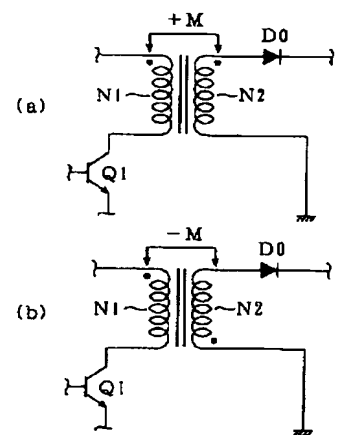
【符号の説明】

1 制御回路、10 力率改善整流回路、C_i 平滑コンデンサ、D_{1A}, D_{1B}高速リカバリ型ダイオード、D_{i1}, D_{i2} 低速リカバリ型ダイオード、C_r, C₁₀
10 並列共振コンデンサ、C₂ 二次側並列共振コンデンサ、PRT 直交型制御トランス、PIT 絶縁コンバータトランス、Q₁, Q₁₀ スイッチング素子

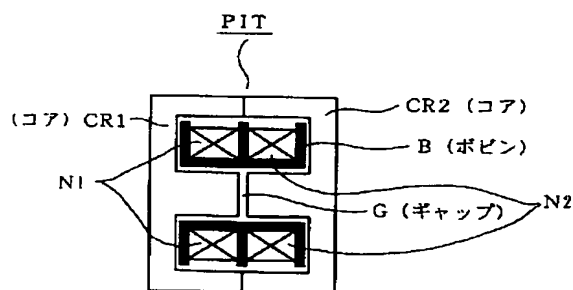
【図 1】



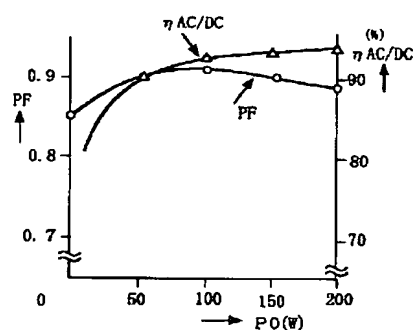
【図 3】



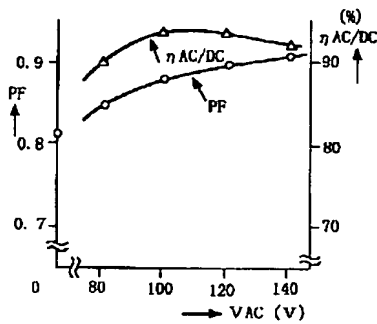
【図 2】



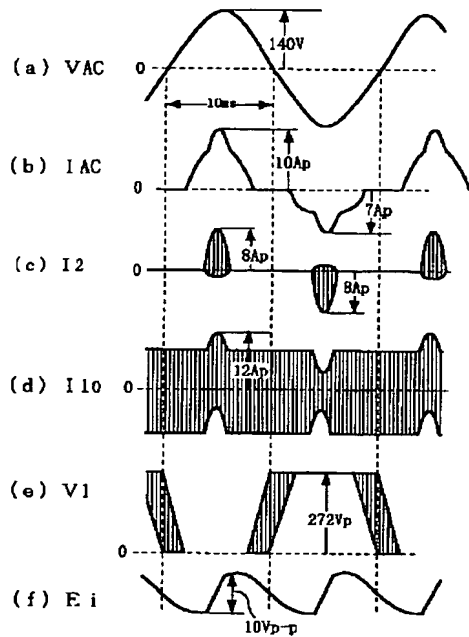
【图 4】



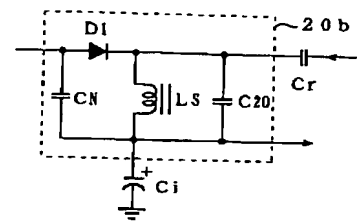
【図 5】



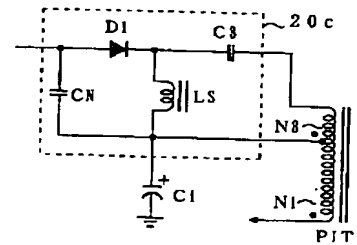
【図 6】



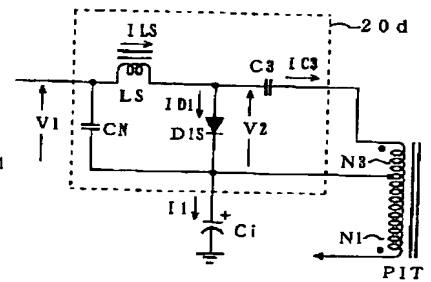
【図 9】



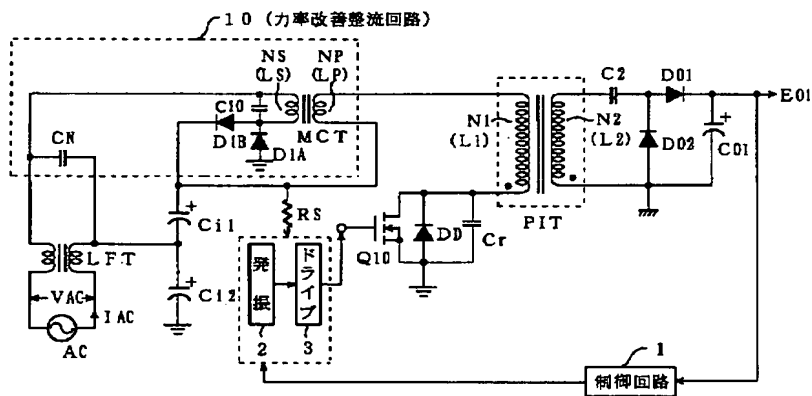
【図 10】



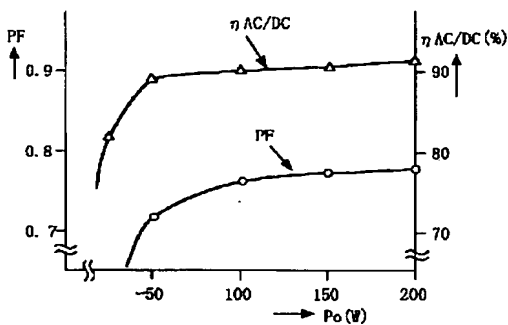
【図 11】



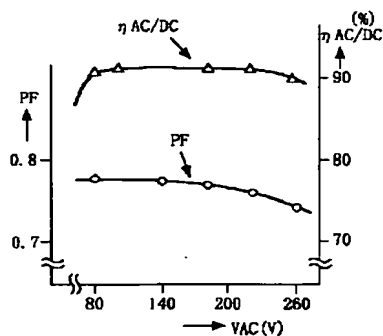
【図 7】



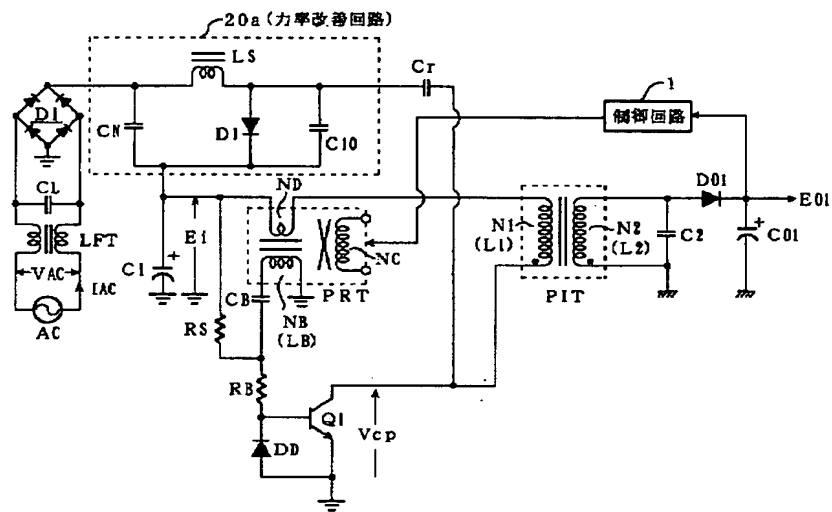
【図 12】



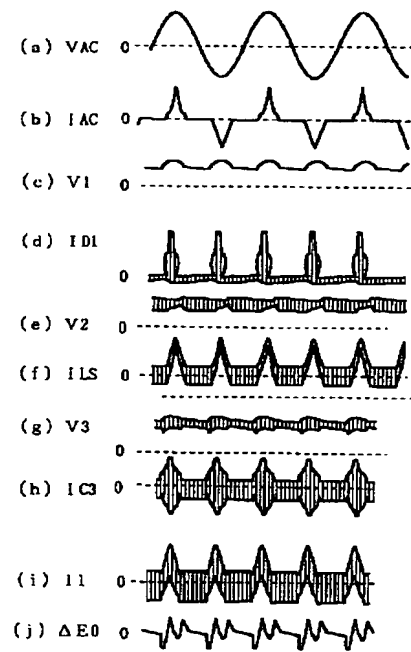
【図 13】



回路)



【図 14】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☐ **BLACK BORDERS**

☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**

☐ **FADED TEXT OR DRAWING**

☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**

☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**

☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**

☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**

☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**

☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**

☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.